

LCL型并网逆变器有源阻尼叠加的控制策略

张声淇¹, 陈冬冬^{1,2}, 洪卫东³, 沈谢林³, 林弘毅⁴

(1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108; 2. 闽南理工学院电子与电气工程学院, 福建泉州 362700; 3. 国网福建省电力有限公司泉州供电公司, 福建泉州 362011; 4. 西安交通大学电气工程学院, 西安 710049)

摘要: LCL滤波器具有优越的高频谐波抑制能力, 因而在并网逆变器中得到了广泛应用。为了抑制LCL滤波器固有的谐振尖峰, 通常采用有源阻尼的方法, 这种控制策略虽然抑制了谐振尖峰, 但由于数字控制延迟会造成固有谐振点偏移。针对上述问题, 提出了一种以虚拟阻抗模型为基础的有源阻尼叠加的控制策略, 在抑制谐振尖峰的同时, 又避免了固有谐振点的偏移, 并且将有效阻尼区扩大至 $(0, f_s/3)$ 。最后, 通过搭建LCL型单相并网逆变器仿真系统与硬件在环半实物样机, 验证了该控制策略的正确性, 实验结果表明了其具有良好的抗干扰能力、动态性能和稳态性能。

关键词: LCL滤波器; 虚拟阻抗; 阻尼叠加; 有效阻尼区

Control Strategy of Active Damping Superposition for LCL Grid-Connected Inverter

ZHANG Shengqi¹, CHEN Dongdong^{1,2}, HONG Weidong³, SHEN Xielin³, LIN Hongyi⁴

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China; 2. School of Electronics and Electrical Engineering, Minnan University of Science and Technology, Quanzhou, Fujian 362700, China; 3. Quanzhou Power Supply Company, State Grid Fujian Electric Power Co., Ltd., Quanzhou, Fujian 362011, China; 4. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: LCL filter has superior high-frequency harmonic suppression capability, and therefore it has been widely used in grid-connected inverters. In order to suppress the resonance peak problem of LCL filters, active damping is usually used. Although the resonance peak is suppressed by this control strategy, the digital control delay can cause the inherent resonance point to shift. To solve these problems, a control strategy of active damping superposition based on the virtual impedance model is proposed, which not only suppresses the resonance peak but also avoids the shift of the inherent resonance point, and expands the effective damping zone to $(0, f_s/3)$. Finally, the simulation system of LCL single-phase grid-connected inverter and the hardware in-loop prototype are built to verify the correctness of the control strategy. The experimental results show that the control strategy has good anti-interference ability, dynamic performance and steady performance.

Key words: LCL filter; virtual impedance; damping superposition; effective damping zone

0 引言

近年来, 在碳中和背景下可再生能源领域得到了迅速发展, 尤其是在风能、太阳能等的新能源行业中^[1]。目前, 利用可再生能源的主要途径是通过分布式并网发电^[2]。并网逆变器在分布式发电系统

中扮演者不可缺少的关键角色, 滤波器类型有L型与LCL型两种。相对于L型并网逆变器, LCL型具有更加强大的高频谐波抑制能力, 因此被广泛地应用于分布式新能源并网发电中。但是, 由于LCL滤波器自身存在的缺陷, 在谐振频率点不可避免地存在谐振尖峰, 相位上会出现 -180° 跳变。因此, 在LCL型并网逆变器中, 为了实现对并网电流的稳定控制, 必须对LCL固有的谐振尖峰进行抑制^[3-4]。通常, 主要是通过增加阻尼来削弱谐振尖峰。根据阻尼的来源可分为无源阻尼法(passive damping,

基金项目: 福建省自然科学基金资助项目(2022J01514)。

Foundation item: Supported by the Natural Science Foundation of Fujian Province (2022J01514).

PD)和有源阻尼法(active damping, AD)两类。通过串并联电阻增加阻尼的方法被称为PD法。尽管PD法简单易实现,但增加的阻尼电阻会产生额外的功率损耗^[5],并降低LCL滤波器对高频谐波的抑制能力。AD法是通过将滤波器的电压或电流作为状态变量反馈(feedback, FB)至系统中,相当于引入了一个虚拟的阻尼电阻,从而达到抑制谐波尖峰的目的。由于AD法引入的是一个虚拟电阻而非实际存在的电阻元件,因此不会造成功率损耗。文献[6]从模型等效变换的角度出发,以“虚拟阻抗”为基础阐释了基于状态变量反馈的有源阻尼法和无源阻尼法间的内在关系。

通常,为了防止启动过程中网侧电流出现较大过冲,同时抑制电网背景谐波导致的电流失真问题,会将公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压进行前馈(feedforward, FF)控制。然而,在大功率系统中,因为变压器远离逆变器,PCC电压可能难以测量。因此,对电容电压前馈的研究具有现实意义^[7-8]。此外,为了扩大LCL滤波器有效阻尼区,有学者提出了电压FF与状态变量FB相结合的混合阻尼方法^[9-10]、电容电流PI正反馈等有源阻尼法^[11-13]。虽然这些控制策略提供了更宽范围的有源阻尼,但均未考虑到采用数字控制延迟会造成固有谐振点偏移的问题。

针对有源阻尼法导致LCL谐振点偏移的问题,本文基于模型等效变换的思想,以电容电流反馈(capacitor current feed-back, FB)的虚拟阻抗模型为例,分析了造成谐振点偏移的原因,提出了有源阻尼叠加的控制策略,有效抑制了LCL滤波器谐振尖峰,且使得固有谐振点不发生偏移。通过仿真与实验证明了该控制策略的正确性。

1 LCL 逆变器模型

图1是单相LCL型并网逆变器主电路图及其等效框图^[14-15]。

图1中 L_1 、 C 、 L_2 构造LCL滤波器, L_g 为等效电网电感。忽略滤波电感和电容寄生参数的影响。固有谐振频率 ω_r 可表示为式(1)^[16-19]。

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C}} \quad (1)$$

式中: L_1 为逆变器侧电感; C 为滤波电容; L_T 为逆变器侧电感 L_2 与等效电网电感 L_g 之和。

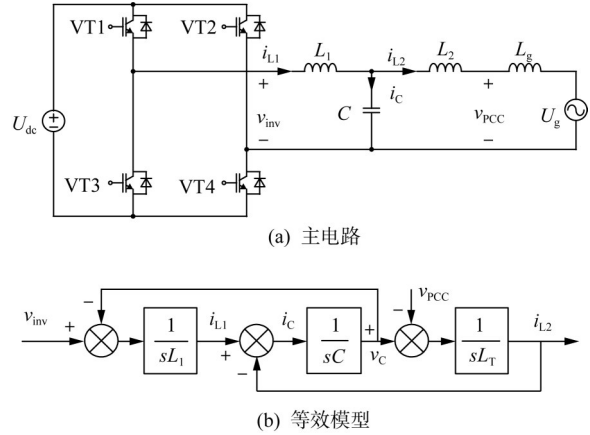


图1 单相LCL并网逆变器主电路图及其等效框图

Fig. 1 Single-phase LCL grid-connected inverter main circuit diagram and its equivalent block diagram

由图1可得,逆变器输出侧电压 v_{inv} 到逆变器电流 i_{L1} 、电容电流 i_c 、网侧电流 i_{L2} 、电容两端电压 v_c 、PCC点电压 v_{PCC} 的传递函数分别为 $G_{iL1}(s)$ 、 $G_{ic}(s)$ 、 $G_{iL2}(s)$ 、 $G_{vc}(s)$ 、 $G_{vPCC}(s)$,具体表达式分别如式(2)~(6)^[20]所示,其中 s 为拉普拉斯变换参数。

$$G_{iL1}(s) = \frac{1 + L_T C s^2}{L_1 L_T C s (s^2 + \omega_r^2)} \quad (2)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{s}{L_1 (s^2 + \omega_r^2)} \quad (3)$$

$$G_{iL2}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C s (s^2 + \omega_r^2)} \quad (4)$$

$$G_{vc}(s) = \frac{1}{L_1 C (s^2 + \omega_r^2)} \quad (5)$$

$$G_{vPCC}(s) = \frac{L_g}{L_1 L_T C (s^2 + \omega_r^2)} \quad (6)$$

2 有源阻尼控制

图2为传统电容电流反馈的有源阻尼法的控制框图^[21-22]。

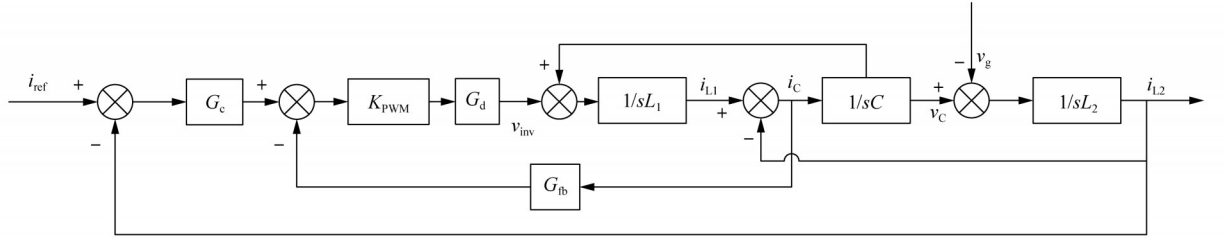
图2中 G_c 为电流环控制器, K_{PWM} 为全桥逆变器的增益,可近似表示为式(7)。

$$K_{PWM} = \frac{U_{dc}}{U_{tri}} \quad (7)$$

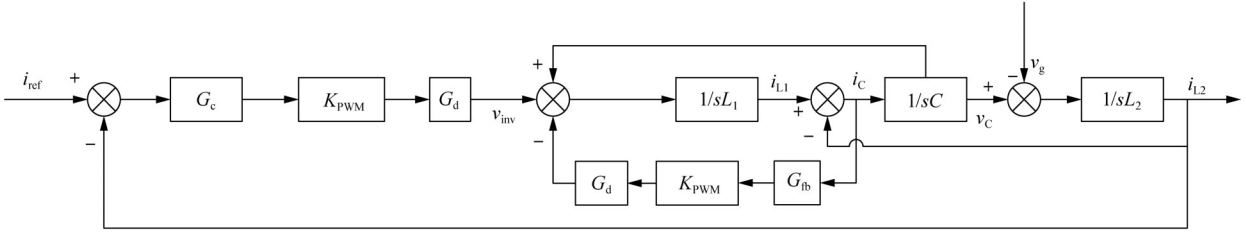
式中: U_{dc} 为直流母线电压; U_{tri} 为载波幅值。

当采用不对称规则采样时,计算延迟为1个采样周期 T_s ,PWM调制延迟近似为0.5个采样周期 $T_s/2$,因此总数字控制延迟 $G_d(s)$ 可近似表示为^[23-26]:

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \quad (8)$$



(a) CCFB有源阻尼传递函数框图



(b) 电容电流引出的有源阻尼反馈节点后移

图2 电容电流反馈(CCFB)传递函数框图

Fig. 2 Block diagram of capacitive current feedback (CCFB) transfer function

将图2(a)中电容电流引出的有源阻尼反馈节点后移可获得图2(b)所示的框图, G_{LCL} 为 CCFB 的传递函数, 如式(9)所示。

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C s^3 + K_{PWM} G_d G_{fb} L_T C s^2 + (L_1 + L_T) s} \quad (9)$$

式中 G_{fb} 为反馈函数。

同理, 可依次得到逆变器侧电流反馈(inverter current feedback, ICFB)、电容电压反馈(capacitance voltage feedback, CVFB)、电网电流

反馈(grid current feedback, GCFV)、电容电压前馈(capacitor voltage feedforward, CVFF)、公共耦合点电压前馈(common coupling point voltage feedforward, PVFF)的传递函数, 如表1所示^[27-31]。

图3为2种不同无源阻尼法的电路图。

当阻尼电阻与滤波电容并联, 传递函数框图如图4所示, 逆变器电压 v_{inv} 到电网电流 i_{L2} 的传递函数为:

表1 有源阻尼法统一虚拟阻抗模型的传递函数

Tab. 1 Transfer function of unified virtual impedance model with active damping method

AD	反馈函数 G_{fb} 和前馈函数 G_{ff}	AD法传递函数	PD传递函数
ICFB	H_1	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 + K_{PWM} G_d G_{fb} (1 + L_T C s^2) + (L_1 + L_T) s}$	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 + R_d (1 + L_T C s^2) + (L_1 + L_T) s}$
CCFB	H_1	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 + K_{PWM} G_d G_{fb} L_T C s^2 + (L_1 + L_T) s}$	
CVFB	$H_1 s$	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 + K_{PWM} G_d G_{fb} L_T s + (L_1 + L_T) s}$	
GCFB	$H_1 s^2$	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 + K_{PWM} G_d G_{fb} L_T + (L_1 + L_T) s}$	$\frac{1}{L_1 L_T C + \frac{L_1 L_T}{R_d} s^2 + (L_1 + L_T) s}$
CVFF	K_{ff}/K_{PWM}	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 - K_{PWM} G_d G_{fb} L_T s + (L_1 + L_T) s}$	
PVFF	K_{ff}/K_{PWM}	$\frac{1}{L_1 L_T C s^3 - K_{PWM} G_d G_{fb} L_g s + (L_1 + L_T) s}$	

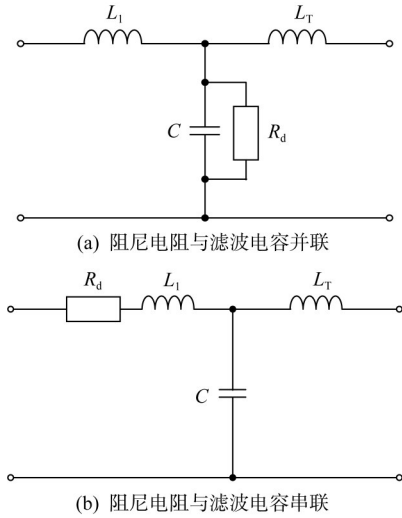


图3 单相LCL无源阻尼电路图

Fig. 3 Single-phase LCL passive damping circuit diagram

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C s^3 + L_1 L_T / R_d s^2 + (L_1 + L_T) s} \quad (10)$$

$$= \frac{1}{L_1 L_T C s} \frac{1}{s^2 + 2\zeta \omega_r s + \omega_r^2}$$

式中: ζ 为阻尼因子, $\zeta = \frac{1}{2R_d C \omega_r}$; R_d 为阻尼电阻。

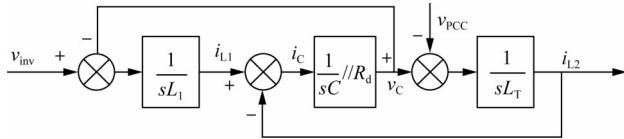


图4 阻尼电阻与电容并联的LCL型并网逆变器等效传递函数框图

Fig. 4 Equivalent transfer function diagram of LCL grid-connected inverter when damping resistance and capacitance are in parallel

当阻尼电阻与逆变器侧电感串联时传递函数与阻尼因子如式(11)—(12)所示。

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C s^3 + R_d (1 + L_T C s^2) + (L_1 + L_T) s} \quad (11)$$

$$= \frac{1}{L_1 L_T C s} \frac{1}{s^2 + 2\zeta \omega_r s + \omega_r^2 + 2\zeta \omega_r / L_T C s} \quad (12)$$

$$\zeta = \frac{R_d}{2L_1 \omega_r} \quad (12)$$

基于虚拟阻抗等效变换的思想, 通过定义前馈函数 G_{ff} 、反馈函数 G_{fb} , 得到了6种常见有源阻尼法的统一虚拟阻抗模型。如表1所示^[32-33]。

通过式(9)—(10)可知, AD法通过引入状态变量使得系统的传递函数中增加了阻尼项。不考虑数字延迟条件下($G_d=1$)其阻尼效果等效于PD法中阻尼电阻与电容并联^[34]。然而由于数字控制延迟的存在, 式(9)CCFB传递函数阻尼项等效不是虚拟电阻, 而是虚拟阻抗, 如式(13)—(16)所示。

$$Z_{eq}(s) = \frac{L_1}{K_{PWM} G_d H_1 C} = \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C} e^{j1.5sT_s} \quad (13)$$

式中: $Z_{eq}(s)$ 为等效虚拟阻抗; H_1 为前馈系数。

将 $s = j\omega$ 代入式(13)得:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C} e^{j1.5\omega T_s} \quad (14)$$

$$= R_{eq} // jX_{eq}$$

$$R_{eq} = \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C \cos(1.5\omega T_s)} \quad (15)$$

$$X_{eq} = \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (16)$$

式中: ω 为角频率; R_{eq} 为等效虚拟电阻; X_{eq} 为等效虚拟电抗。

从式(14)可知, 要保证等效电阻 $R_{eq} > 0$, 谐振频率必须在 $(0, f_s/6)$ 范围内^[35-36], 其中 f_s 为开关频率。

LCL滤波器本身的滤波电容与虚拟电抗结合, 用 C_{eq} 来表示, 如式(17)—(18)所示。 L_1 、 C_{eq} 、 L_2 构成了实际的LCL滤波器^[37-39]。如图5所示。

$$\frac{1}{j\omega C_{eq}} = \frac{1}{j\omega C} // jX_{eq} \quad (17)$$

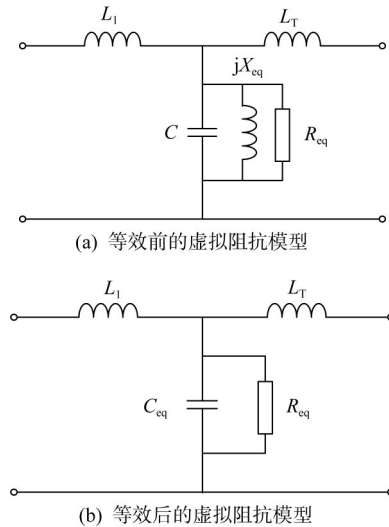


图5 CCFB有源阻尼法虚拟阻抗模型

Fig. 5 Virtual impedance models of CCFB active damping method

$$C_{eq}(\omega) = C - \frac{1}{\omega X_{eq}} \quad (18)$$

谐振频率因此发生改变, 如式(19)所示。将(18)代入(19)得到式(20)。

$$\omega_r' = \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C_{eq}}} \quad (19)$$

式中 ω_r' 为实际谐振角频率。

$$X_{eq}(\omega_r') = \frac{\omega_r'}{C(\omega_r'^2 - \omega_r^2)} \quad (20)$$

此时, CCFB 实际的传递函数和阻尼因子为式(21)——(22)。

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C_{eq} s^3 + L_1 L_T / R_{eq} s^2 + (L_1 + L_T) s} \quad (21)$$

$$\zeta = \frac{1}{2R_{eq} C_{eq} \omega_r'} \quad (22)$$

3 有源阻尼叠加的控制策略

当仅采用单一状态变量作为阻尼源时系统固有

谐振频率会因数字控制延迟发生偏移, 新的谐振频率由多个因素共同决定。针对谐振点偏移问题, 本文提出了有源阻尼叠加的控制策略, 在原有的 CCFB 的基础上引入 CVFF, 通过两者的相互作用解决了虚拟电抗引起的谐振点偏移问题。

图 6 为有源阻尼叠加的系统控制框图。

图 6 中的 G_{x1} 、 G_{x2} 分别为逆变器电压到有源阻尼反馈与前馈状态变量的传递函数。开环增益 $T(s)$ 为:

$$T(s) = \frac{G_c K_{PWM} G_d G_{iL2}}{1 + K_{PWM} G_d G_{fb} G_{x1} - K_{PWM} G_d G_{ff} G_{x2}} \quad (23)$$

式中 G_d 为总数字控制延迟传递函数。

同时引入 CCFB 与 CVFF, 其控制框图如图 7。

将图 7(a) 中的反馈与前馈点后移, 得到图 7(b)。 G_{LCL} 为有源阻尼叠加控制策略下的 LCL 滤波器传递函数, 增加的辅助函数 $G_1 = G_2 = K_{PWM} G_d$ 。整个系统的增益为:

$$T(s) = G_c K_{PWM} G_d G_{LCL} \quad (24)$$

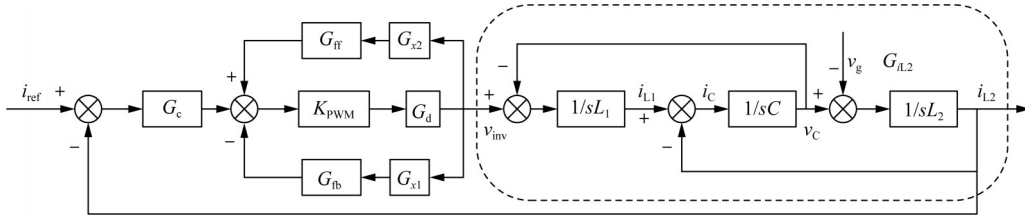
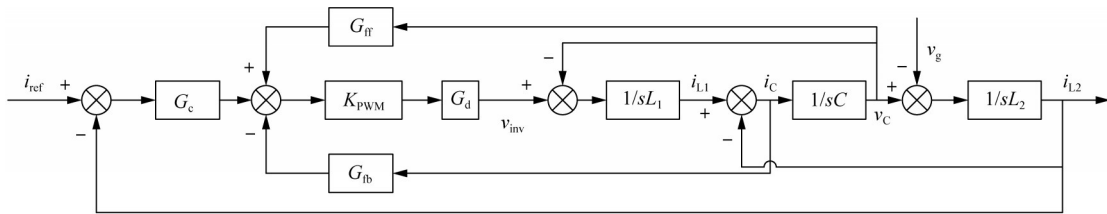
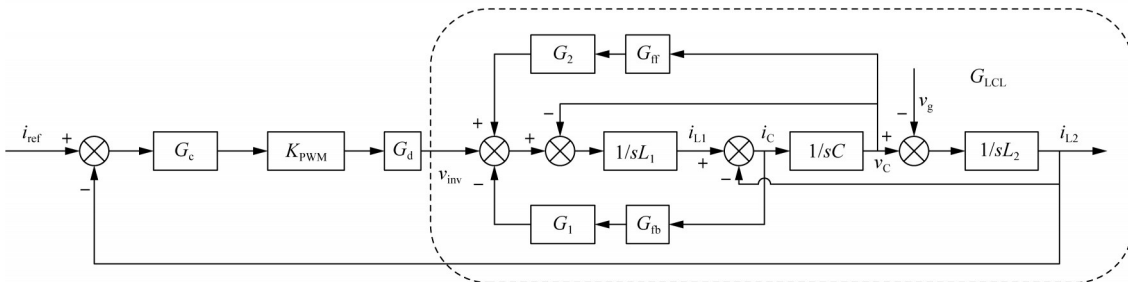


图 6 有源阻尼叠加的系统控制框图

Fig. 6 System control block diagram of active damping superposition



(a) CCFB 与 CVFF 有源阻尼叠加



(b) CCFB 与 CVFF 有源阻尼叠加反馈与前馈点后移

图 7 CCFB 与 CVFF 有源阻尼叠加控制框图

Fig. 7 Control block diagram of CCFB and CVFF active damping superposition

由式(23)–(24)可以得有源阻尼叠加控制策略下的 LCL 滤波器传递函数。

$$G_{LCL} = \frac{G_{iL2}}{1 + K_{PWM}G_dG_{fb}G_{x1} - K_{PWM}G_dG_{ff}G_{x2}} \quad (25)$$

将式(3)、(5)代入式(25)得到式(26)。

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1L_TC s^3 + K_{PWM}G_dH_1L_TC s^2 - G_dK_{ff}L_TC s + (L_1 + L_T)s} \quad (26)$$

式中 K_{ff} 为前馈系数。

对式(26)进行分析, $K_{PWM}G_dH_1L_TC s^2$ 为 CCFB 引入的有源阻尼, 其虚拟阻抗如式(14)所示, 分别记为 R_{eq1} 、 X_{eq1} ; $-G_dK_{ff}L_TC s$ 为 CVFF 引入的有源阻尼 Z_{eq2} , 其虚拟电阻与虚拟电抗分别记为 R_{eq2} 、 X_{eq2} , 具体表达式为式(27)–(29)。

$$\begin{aligned} Z_{eq2}(\omega) &= -\frac{L_1 s}{K_{ff}} e^{j1.5\omega T_s} \\ &= \frac{\omega L_1}{K_{ff}} (\sin(1.5\omega T_s) - j \cos(1.5\omega T_s)) \quad (27) \\ &= R_{eq2} // jX_{eq2} \end{aligned}$$

$$R_{eq2} = \frac{\omega L_1}{K_{ff} \sin(1.5\omega T_s)} \quad (28)$$

$$X_{eq2} = \frac{-\omega L_1}{K_{ff} \cos(1.5\omega T_s)} \quad (29)$$

两组有源阻尼共同作用, 其等效变换两组的虚拟阻抗同时并联在滤波电容两端, 与 LCL 自身的电容组成新的等效电抗 X_{eq} , 如图 8 所示。

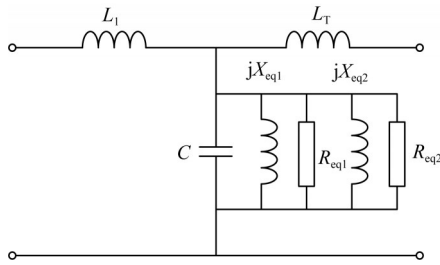


图 8 等效并联阻抗模型

Fig. 8 Equivalent shunt impedance model

有源阻尼叠加后的虚拟电阻 R_{eq} 与虚拟电抗 X_{eq} 分别为式(30)–(31)。

$$R_{eq} = \frac{\omega L_1}{\omega K_{PWM}H_1C \cos(1.5\omega T_s) + K_{ff} \sin(1.5\omega T_s)} \quad (30)$$

$$X_{eq} = \frac{\omega L_1}{\omega K_{PWM}H_1C \sin(1.5\omega T_s) - K_{ff} \cos(1.5\omega T_s)} \quad (31)$$

联立式(10)、式(17)–(20)、式(30)–(31),

得到叠加后阻尼因子如式(32)所示。此时, 阻尼电阻与阻尼因子由 CCFB 和 CVFF 共同决定。

$$\begin{aligned} \zeta &= \frac{1}{2R_{eq}C_{eq}\omega_r'} \\ &= \frac{\omega_r'K_{PWM}H_1C \cos(1.5\omega_r'T_s) + K_{ff} \sin(1.5\omega_r'T_s)}{2(\omega_r'^2L_1C - \omega_r'K_{PWM}H_1C \sin(1.5\omega_r'T_s) + K_{ff} \cos(1.5\omega_r'T_s))} \quad (32) \end{aligned}$$

当 CCFB 的反馈系数与 CVFF 的前馈系数满足式(33)时, 两者对应的虚拟电抗 X_{eq1} 与 X_{eq2} 恰好发生并联谐振, X_{eq1} 与 X_{eq2} 并联后的阻抗无穷大, 相当于开路。因此, 通过选取合理的 H_1 与 K_{ff} 可以保证 LCL 滤波器固有谐振频率不发生偏移。

$$K_{ff} = K_{PWM}H_1C\omega \tan 1.5\omega T_s \quad (33)$$

表 2 为满足式(20)且阻尼电阻大于 0(式(30)>0)的条件下不同频率范围内 H_1 与 K_{ff} 的取值。从表 2 中可以发现, 在 $(0, f_s/3)$ 范围内, K_{ff} 符号不发生改变。因此, 为了扩大有效阻尼区, 在设计有源阻尼叠加控制策略参数时可先确定合适的 K_{ff} , 再通过自适应原理得到匹配的 H_1 。由此可使得新的控制策略有效正阻尼区为 $(0, f_s/3)$ 。

表 2 H_1 、 K_{ff} 正负特性分析

Tab. 2 Analysis of positive and negative characteristics of H_1 and K_{ff}

频率范围	R_{eq}	X_{eq}	H_1	K_{ff}
$(0, f_s/6)$	>0	∞	>0	>0
$(f_s/6, f_s/3)$	>0	∞	<0	>0
$(f_s/3, f_s/2)$	>0	∞	<0	<0
$(f_s/2, 2f_s/3)$	>0	∞	>0	<0

表 3 为 LCL 单相并网逆变器设计的详细参数。将表 3 中参数代入式(4)、(9)、(26), 绘制无阻尼控制、CCFB 控制、有源阻尼叠加控制的伯德图, 如图 9 所示。

显然, CCFB 控制使固有谐振点向右偏移; 有

表 3 并网逆变器设计参数

Tab. 3 Grid-connected inverter design parameters

参数	数值	参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	220	开关频率 f_{sw}/kHz	10
并网电压 u_g/V	50	采用频率 f_s/kHz	10
逆变器侧电感 L_1/mH	3.5	电容电压反馈系数 K_{ff}	1
滤波电容 $C/\mu F$	5	比例系数 k_p	0.06
并网侧电感 L_2/mH	1.75	谐振系数 k_r	5
直流增益 K_{PWM}	100	电网阻抗 L_g/mH	0~5

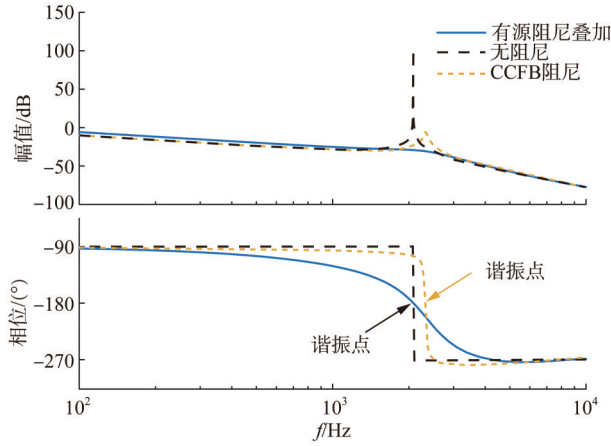


图 9 LCL 传递函数伯德图

Fig. 9 Bode diagram of LCL transfer function

源阻尼叠加控制策略抑制谐振尖峰的能力优于 CCFB 控制策略, 且它的谐振频率与 LCL 滤波器固有谐振频率保持一致。

4 仿真与实验

4.1 参数设计

本文选用准比例谐振 (quasi-proportional resonance, QPR) 控制器, 传递函数如式 (34) 所示。

$$G_c(s) = k_p + k_r \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (34)$$

式中: k_p 为比例系数; k_r 为谐振系数; ω_c 为截止频率; ω_0 为信号频率。

根据表 3 给出的 LCL 单相并网逆变器的相关参数, 绘制在不同电网阻抗下采用有源阻尼叠加控制策略的逆变器系统开环传递函数伯德图, 如图 10 所示。在不同电网阻抗下其幅值裕度 $X_{GM} > 5$ dB, 相位裕度 $X_{PM} > 45^\circ$, 能确保系统具有优秀动态响应能力与较高的稳定裕度^[40-41]。

依据图 7 的控制策略和表 3 的系统参数可搭建 CCFB 与 CVFF 有源阻尼叠加的单相 LCL 型并网逆变器系统。

4.2 Simulink 仿真分析

为了验证本文提出的控制策略的可行性, 在不同的电网阻抗条件下进行了仿真实验, 实验结果如图 11 所示, 其中 f_r 为谐振频率。

从图 11 可知, 公共耦合处 PCC 点电压随着电网阻抗的增大畸变的程度逐渐加大。但并网电流在电网阻抗为 0 mH、2 mH、5 mH 下的总谐波失真

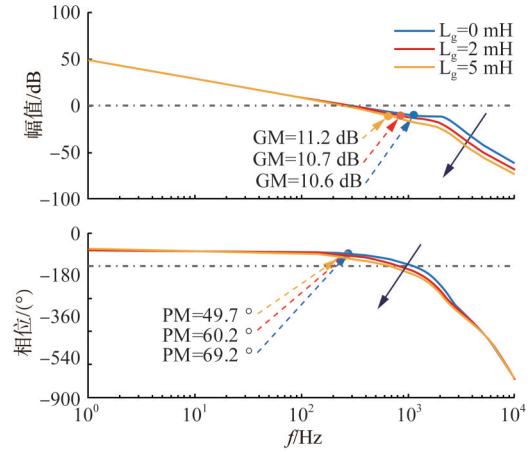


图 10 不同电网电抗下逆变器系统伯德图

Fig. 10 Bode diagram of inverter system under different power grid reactances

THD 分别仅为 1.19%、1.31%、1.61%, 依旧能满足并网条件。该实验可以表明所提控制策略在弱网条件下仍然具有良好的稳态性能。

图 12 为电网电压幅值变化时的 PCC 点电压与网侧电流波形。电网电压在 0.1 s 时突增(突降)至 120%(80%)的额定电压, 在 0.3 s 时恢复至额定。从图 12 可知, 当网侧电压幅值发生突增(突降)变化时, 并网电流能快速跟上电压变化, 并在半个周期内重新达到稳态。

当负载变化时的实验波形如图 13 所示。从图 13 可观察到变器负载由满载突降至半载或从半载突增至满载时并网电流均迅速响应, 并且电流、电压相位几乎保持一致。

4.3 实验验证

采用 RT-box1 与 TI 的 LaunchPad XL-F28069M 搭建硬件在环(HIL)半实物样机对有源阻尼叠加控制策略进行验证。

4.3.1 稳态性能分析

为了验证有源阻尼叠加的控制策略的稳态性能, 将并网电流峰值设置为 20 A, 分别在电网阻抗为 0 mH、2 mH、5 mH 下进行并网实验。不同电网阻抗下的 PCC 点电压与并网电流波形如图 14 所示。

从图 14 可以发现, 虽然 PCC 点电压随着电网阻抗的增加峰值不断减小, 畸变程度逐渐加大, 但依旧能保持着稳定。而并网电流几乎为标准的正弦波, 并且能准确跟踪电压相位, 其峰值稳定在 20 A。实验结果与仿真结果保持一致, 证明在弱网情

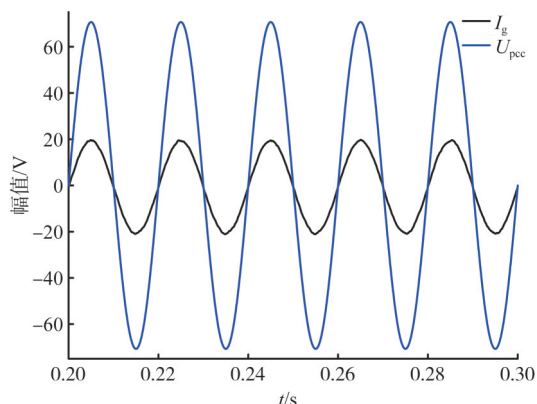
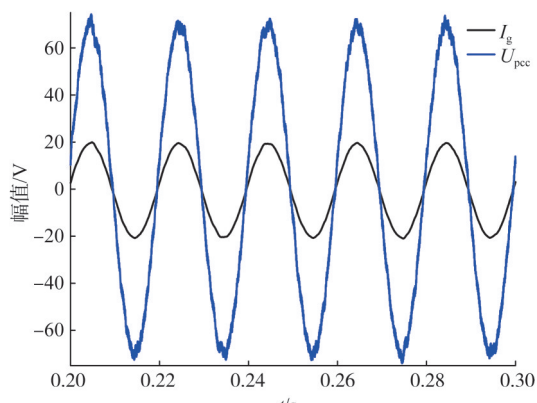
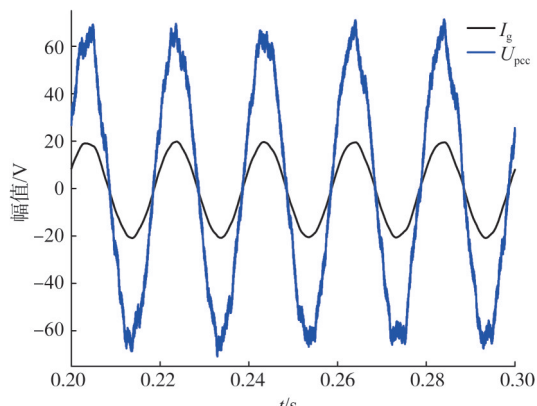
(a) $L_g=0 \text{ mH}(f_i < f_s/6)$ (b) $L_g=2 \text{ mH}(f_i \approx f_s/6)$ (c) $L_g=5 \text{ mH}(f_i < f_s/6, \text{SCR值} < 3)$

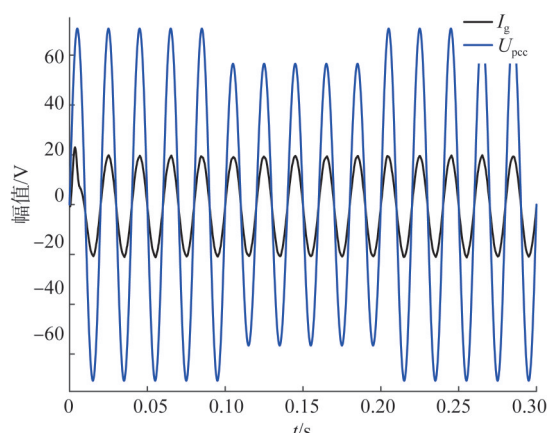
图 11 不同电网阻抗下有源阻尼叠加控制策略耦合点电压与并网电流波形

Fig. 11 Waveforms of coupling point voltages and grid-connected currents under the active damped superposition control strategy with different network impedances

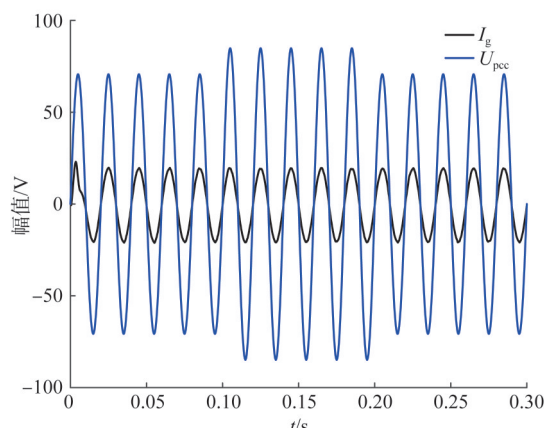
况下该控制策略依然具有良好的稳态性能。

4.3.2 动态性能分析

为了验证所提控制策略的抗干扰能力与动态性能,在电网正常运行时分别进行电压波动与负载突



(a) 电网电压幅值突降



(b) 电网电压幅值突增

图 12 电网电压幅值变化

Fig. 12 Changes of voltage amplitudes of the power grid

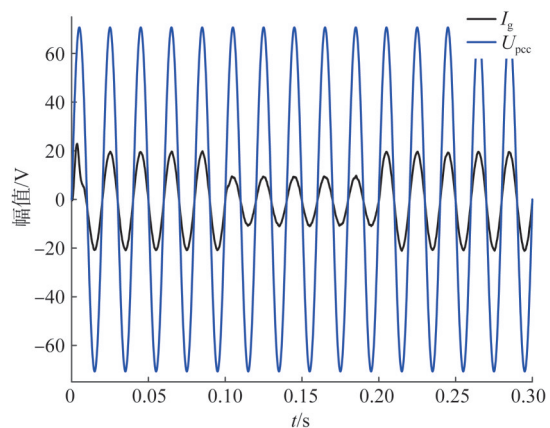


图 13 逆变器负载变化

Fig. 13 Inverter load changes

变实验。图 15 为网侧电压突增至额定的 120% 且在 3 个周期后又恢复正常的实验波形。

从图 15 可知,并网电流在电压突增时电流峰值能迅速锁定设置值,电流波形只出现了小幅度振

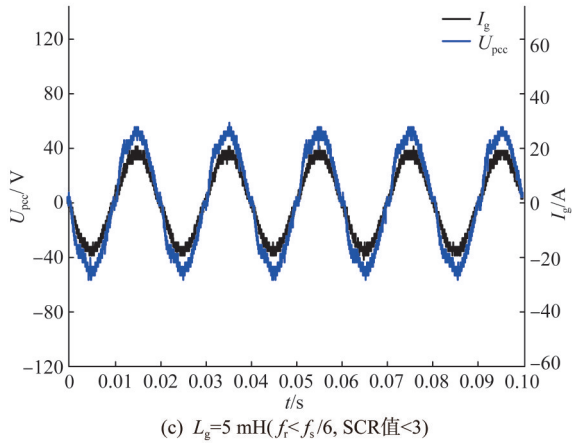
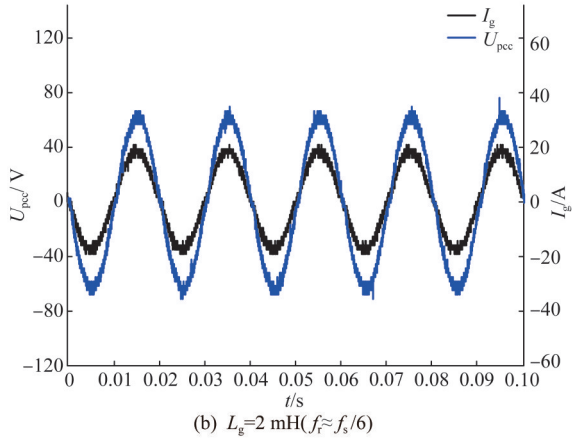
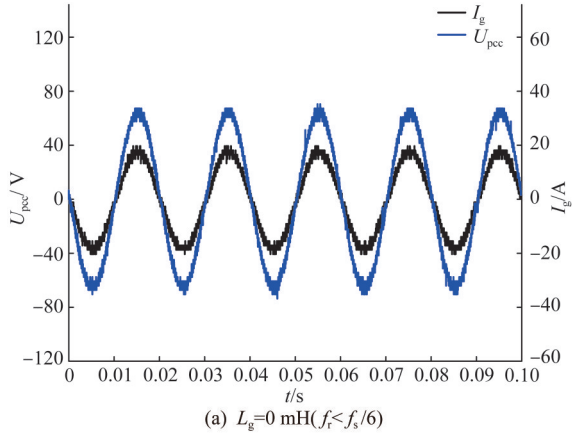


图 14 不同电网阻抗下有源阻尼叠加控制策略耦合点电压与并网电流波形

Fig. 14 Waveforms of coupling point voltages and grid-connected currents under the active damped superposition control strategy with different network impedances

荡, 且在不到半个周期内又重新进入了稳态。

逆变器负载变化时的实验波形如图 16 所示。

在图 16 中, 逆变器负载突降至额定的 50% 时, 电流峰值快速做出变化, 从 20 A 下降至 10 A, 波

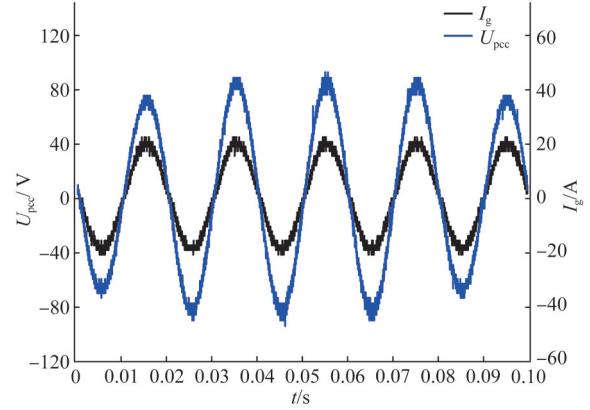


图 15 电网电压幅值变化

Fig. 15 Changes of voltage amplitudes of the power grid

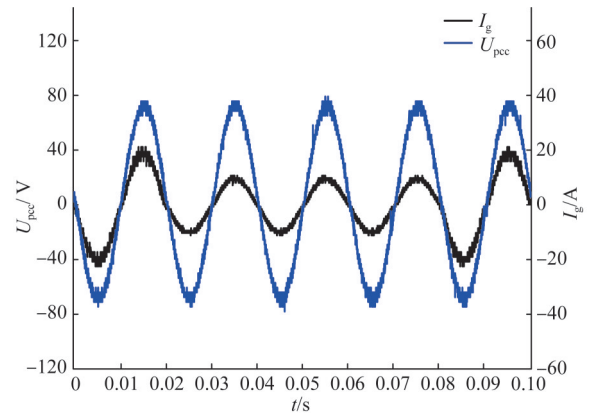


图 16 逆变器负载变化

Fig. 16 Inverter load changes

形未出现明显的振荡; 当负载恢复至额定时并网电流峰值又迅速增加至 20 A, 并在半个周期内进入稳态。在两个动态实验中的电网电流 THD 始终小于 5%, 能满足并网的条件, 因此系统具有良好地抗干扰能力与动态响应性能。

5 结论

本文针对有源阻尼造成 LCL 逆变器固有谐振偏移的问题, 定义了反馈函数 G_b 和前馈函数 G_{ff} , 建立了有源阻尼统一的虚拟阻抗模型, 提出了有源阻尼叠加的控制策略, 并给出两个阻尼源系数间的函数关系。

通过搭建 LCL 单相并网逆变器系统, 实验结果表明新的控制策略具有抑制谐振尖峰的能力, 又解决了谐振点偏移的问题, 并且将有效阻尼区扩大至 $(0, f_s/3)$ 。在采用有源阻尼叠加的控制策略后, 逆变器系统具有良好的抗干扰能力、动态性能和稳态

性能。

参考文献

- [1] 李思能, 刘志勇, 曾庆彬. 高比例新能源接入的输电网外送通道与储能分布鲁棒优化协同规划方法[J]. 广东电力, 2024, 37(1): 49 – 59.
LI Sineng, LIU Zhiyong, ZENG Qinbin. Distributionally robust optimization collaborative planning method for transmission network external channel and energy storage with high proportion of renewable energy [J]. Guangdong Electric Power, 2024, 37(1): 49 – 59.
- [2] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398 – 1409.
- [3] HAVA A, LIPO T, ERDMAN W. Utility interface issues for line connected PWM voltage source converters: a comparative study[C]//Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference, March 5 – 9. 1995, Dallas, TX, USA. New York: IEEE, 1995: 125 – 132.
- [4] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of grid-connected PV inverters with large grid impedance variation[C]// 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, June 20 – 25, 2004, Aachen, Germany. New York: IEEE, 2004: 4773 – 4779.
- [5] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281 – 1291.
- [6] 张东辉, 康重庆, 卢洵, 等. 高比例新能源系统中储能配置规模论证[J]. 南方电网技术, 2022, 16(4): 3 – 11.
ZHANG Donghui, KANG Chongqing, LU Xun, et al. Demonstration on the scale of energy storage deployment in high-proportion new energy power system[J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(4): 3 – 11.
- [7] LI X, FANG J, TANG Y, et al. Capacitor-voltage feedforward with full delay compensation to improve weak grids adaptability of LCL-filtered grid-connected converters for distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 749 – 764.
- [8] LIU B, WEI Q, ZOU C, et al. Stability analysis of LCL-type grid-connected inverter under single-loop inverter-side current control with capacitor voltage feedforward[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(2): 691 – 702.
- [9] HE Y, WANG X, RUAN X, et al. Hybrid active damping combining capacitor current feedback and point of common coupling voltage feedforward for LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2373 – 2383.
- [10] GONZALEZ J M, BUSADA C A, SOLSONA J A. A robust controller for a grid-tied inverter connected through an LCL filter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(1): 82 – 89.
- [11] CHEN W, ZHANG Y, TU Y, et al. Unified active damping strategy based on generalized virtual impedance in LCL-Type grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 8129 – 8139.
- [12] 王学华, 阮新波, 刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7 – 14.
WANG Xuehua, RUAN Xinbo, LIU Shangwei. Control strategy for grid-connected inverter to suppress current distortion effected by background harmonics in grid voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 7 – 14.
- [13] LIAO S, CHEN Y, WU W, et al. Closed-loop interconnected model of multi-inverter-paralleled system and its application to impact assessment of interactions on damping characteristics [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2023, 14(1): 41 – 53.
- [14] 鲍陈磊, 阮新波, 王学华, 等. 基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 133 – 142.
BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feed-back active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 133 – 142.
- [15] ZENG C, WU X, MIAO H, et al. Responsibility division for harmonic instability in the multi-paralleled grid-connected inverters system based on impedance analysis [J]. IEEE Access, 2023(25): 115450 – 115461.
- [16] 杨明, 宋明洋, 张国澎, 等. LCL型并网逆变器新型电容电压有源阻尼策略[J]. 太阳能学报, 2023, 44(2): 399 – 408.
YANG Ming, SONG Mingyang, ZHANG Guopeng, et al. New type capacitive voltage active damping strategy for LCL grid-connected inverter [J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2023, 44(2): 399 – 408.
- [17] JIA L, RUAN X, ZHAO W, et al. An adaptive active damper for improving the stability of grid-connected inverters under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9561 – 9574.
- [18] 黄玉和, 郑寿森, 何来沛. 基于虚拟阻抗的并网逆变器前馈控制策略研究[J]. 中山大学学报(自然科学版), 2022, 61(2): 90 – 99.
HUANG Yuhe, ZHENG Shousen, HE Laipei. Study on feedforward control strategy of grid-connected inverter based on virtual resistance [J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Sunyatseni, 2022, 61(2): 90 – 99.
- [19] KONG L, NIAN H. Fault detection and location method for mesh-type DC microgrid using Pearson correlation coefficient [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(3): 1428 – 1439.
- [20] 李圣清, 张威威. 电容电流反馈的LCL滤波器网压前馈控制研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(2): 51 – 53, 69.
LI Shengqing, ZHANG Weiwei. Research on grid voltage feedforward control of LCL filter with capacitor current feedback[J]. Power Electronics, 2019, 53(2): 51 – 53, 69.
- [21] XU Shaojun, XU Jinming, TANG Ting. Improved control strategy with grid-voltage feedforward for LCL-filter-based inverter connected to weak grid [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(10): 2660 – 2671.
- [22] CHEN Wei, ZHANG Yan, TU Yiming, et al. Active damping control for LCL filters with inverter-side current feedback only [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10065 – 10069.
- [23] 韩超, 丁欣, 梁理程. 单相LCL型并网逆变器的准比例谐振控制[J]. 广西大学学报(自然科学版), 2021, 46(4): 973 – 981.
HAN Chao, DING Xin, LIANG Licheng. Quasi-proportional resonance control of the single phase LCL grid-connected

- inverter [J]. Journal of Guangxi University (Natural Science Edition), 2021, 46(4): 973–981.
- [24] 王毅, 高爱杰, 胡楠, 等. 多并网逆变器并联运行的谐振抑制策略[J]. 南方电网技术, 2022, 16(5): 87–96.
- WANG Yi, GAO Aijie, HU Nan, et al. Resonance suppression strategy for multi-parallel grid-connected inverters [J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(5): 87–96.
- [25] 阮新波, 王学华, 潘冬华, 等. LCL 型并网逆变器的控制技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2015: 158–166.
- [26] 王爱华, 葛维春, 李铁, 等. LCL 型并网逆变器电容电压微分反馈有源阻尼实现技术研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(1): 126–132.
- WANG Aihua, GE Weichun, LI Tie, et al. Research on realization technology of active damping method with differential feedback of filter capacitance voltage for LCL filter based grid-connected inverters [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(1): 126–132.
- [27] HE J, LI Y W, BOSNJAK D, et al. Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 234–246.
- [28] 徐佳, 杨树德, 张新闻. 基于并网电流谐波反馈的有源阻尼策略[J]. 中国电力, 2023, 56(8): 126–135.
- XU Jia, YANG Shude, ZHANG Xinwen. Current-harmonic-based active damping strategy [J]. Electric Power, 2023, 56(8): 126–135.
- [29] ZENG C, WU X, MIAO H, et al. Responsibility division for harmonic instability in the multi-paralleled grid-connected inverters system based on impedance analysis [J]. IEEE Access, 2023(11): 115450–115461.
- [30] 贾伯岩, 李丹, 沈宏亮, 等. 混合坐标下单相 LCL 并网逆变器控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(9): 21–25.
- JIA Boyan, LI Dan, SHEN Hongliang, et al. Research on control strategy of single-phase LCL-type grid-connected inverter based on hybrid reference frame [J]. Power Electronics, 2022, 56(9): 21–25.
- [31] PENA-ALZOLA R, ROLDAN-PEREZ J, BUENO E, et al. Robust active damping in LCL-filter-based medium-voltage parallel grid inverters for wind turbines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10846–10857.
- [32] 赵涛, 朱爱华, 季宁一, 等. 准比例谐振与电压前馈控制的并网系统研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(5): 96–100.
- ZHAO Tao, ZHU Aihua, JI Ningyi, et al. Research on grid connected system based on quasi proportional resonance and voltage feed forward control [J]. Power Electronics, 2021, 55(5): 96–100.
- [33] ZHOU L, WU W, CHEN Y, et al. Harmonic voltage distortion damping method for parallel-connected LCL-type inverters in islanded operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 9032–9044.
- [34] JAYALATH S, HANIF M. An LCL-filter design with optimum total inductance and capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6687–6698.
- [35] LIU T, LIU J J, LIU Z, et al. A study of virtual resistor-based active damping alternatives for LCL resonance in grid-connected voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 247–262.
- [36] 耿乙文, 齐亚文, 董文明, 等. 一种改进型并网电流反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5557–5567.
- GENG Yiwen, QI Yawen, DONG Wenming, et al. An active damping method with improved grid current feedback [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5557–5567.
- [37] FANG T, ZHANG Y, SHEN S, et al. High-bandwidth gridconnected inverter to enhance system robustness against weak grid [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6993–7003.
- [38] 王颖杰, 王文超, 李炎, 等. LCL 型并网变换器 PCC 点电压反馈有源阻尼控制策略[J]. 电气传动, 2017, 47(2): 29–34.
- WANG Yingjie, WANG Wenchao, LI Yan, et al. PCC voltage feedback active damping control strategy for grid-connected converter with LCL filter [J]. Electric Drive, 2017, 47(2): 29–34.
- [39] MASSING J R, STEFANELLO M, GRUNDLING H A, et al. Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4681–4693.
- [40] 王金龙, 赵浩然, 王鹏, 等. 基于阻抗法的并网逆变器小信号稳定功率极限分析与提高[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 18–28.
- WANG Jinlong, ZHAO Haoran, WANG Peng, et al. Analysis and improvement of the small-signal stable power limit of a grid-connected inverter based on an impedance method [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 18–28.
- [41] 肖波涛, 阳国燕, 曾健, 等. 模块化组合式直流变压器的反下垂控制及其级联系统稳定性分析[J]. 南方电网技术, 2023, 17(1): 73–83.
- XIAO Botao, YANG Guoyan, ZENG Jian, et al. Inverse droop control and cascade system stability analysis of modular combined DC transformer [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(1): 73–83.

收稿日期: 2023-10-01; 网络首发日期: 2024-05-23

作者简介:

张声洪(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, 1239667396@qq.com;

陈冬冬(1991), 男, 通信作者, 教授, 硕士生导师, 博士, 研究方向为电力电子系统设计与控制、电能质量治理、电机控制系统、数字控制系统, cdd1911@qq.com;

洪卫东(1968), 男, 高级工程师, 学士, 研究方向为电力生产及全过程技术监督、故障诊断, 1456669900@qq.com。

附录 A

A.1 LCL 并网逆变器固有谐振频率分析

以表 3 并网逆变器模型参数进行分析, 传递函数及其谐振频率如下:

$$G_{IL2}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C s^3 + (L_1 + L_T) s} = \frac{1}{L_1 L_T C s (s^2 + \omega_r^2)}$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C}}$$

$$= \sqrt{\frac{3.5 \times 10^{-3} + 1.75 \times 10^{-3}}{3.5 \times 10^{-3} \times 1.75 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-6}}}$$

$$\approx 13\,093.07 \text{ rad/s}$$

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{13\,093.07}{2 \times \pi} \approx 2\,083.83 \text{ Hz}$$

A. 2 有源阻尼控制(CCFB)谐振频率分析

以表 3 并网逆变器模型参数进行分析, 以电容电流反馈系数为 0.1 为例:

$$\begin{aligned} R_{eq} &= \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C \cos(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{3.5 \times 10^{-3}}{100 \times 0.1 \times 5 \times 10^{-6} \times \cos(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &\approx -182.7135 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{eq} &= \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C \sin(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{3.5 \times 10^{-3}}{100 \times 0.1 \times 5 \times 10^{-6} \times \sin(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &\approx 75.7821 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{eq}(\omega) &= C - \frac{1}{\omega X_{eq}} \\ &= 5 \times 10^{-6} - \frac{1}{13\,093.07 \times 75.7821} \\ &\approx 3.9922 \text{ e} - 06 \text{ F} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \omega_r' &= \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C_{eq}}} \\ &= \sqrt{\frac{3.5 \times 10^{-3} + 1.75 \times 10^{-3}}{3.5 \times 10^{-3} \times 1.75 \times 10^{-3} \times 3.9922 \times 10^{-6}}} \\ &\approx 14\,652.79 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

$$f_r' = \frac{\omega_r'}{2\pi} = \frac{14\,652.79}{2 \times \pi} \approx 2\,332.06 \text{ Hz}$$

由于引入了虚拟阻抗, L_1 、 C_{eq} 、 L_2 构成了实际的 LCL 滤波器, 谐振频率发生改变。

A. 3 有源阻尼叠加的控制策略谐振频率分析

以表 3 并网逆变器模型参数进行分析, 因为电容电压前馈系数为 1, 根据式 (20) 电容电流反馈系数与容电压前馈系数间的函数关系可得电容电流反馈系数为 -0.063 4。

$$\begin{aligned} R_{eq} &= \frac{\omega L_1}{\omega K_{PWM} H_1 C \cos(1.5\omega T_s) + K_{ff} \sin(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{13\,093.07 \times 3.5 \times 10^{-3}}{13\,093.07 \times 100 \times (-0.0634) \times 5 \times 10^{-6} \times \cos(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4}) + 1 \times \sin(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &= 42.3233 \, \Omega \\ X_{eq} &= \frac{\omega L_1}{\omega K_{PWM} H_1 C \sin(1.5\omega T_s) - K_{ff} \cos(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{13\,093.07 \times 3.5 \times 10^{-3}}{13\,093.07 \times 100 \times (-0.0634) \times 5 \times 10^{-6} \times \sin(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4}) - 1 \times \cos(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &= -170\,038.66 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_1 &= \frac{K_{ff}}{K_{PWM} C \omega \tan(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{1}{100 \times 5 \times 10^{-6} \times 13\,093.07 \times \tan(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &\approx -0.0634 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{eq1} &= \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C \cos(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{3.5 \times 10^{-3}}{100 \times (-0.0634) \times 5 \times 10^{-6} \times \cos(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &\approx 288.1916 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{eq1} &= \frac{L_1}{K_{PWM} H_1 C \sin(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{3.5 \times 10^{-3}}{100 \times (-0.0634) \times 5 \times 10^{-6} \times \sin(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &\approx -119.5301 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{eq1}(\omega) &= C - \frac{1}{\omega X_{eq1}} \\ &= 5 \times 10^{-6} - \frac{1}{13\,093.07 \times (-119.5301)} \\ &\approx 5.6390 \times 10^{-6} \text{ F} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{eq2} &= \frac{\omega L_1}{K_{ff} \sin(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{13\,093.07 \times 3.5 \times 10^{-3}}{1 \times \sin(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \approx 49.6110 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{eq2} &= \frac{-\omega L_1}{K_{ff} \cos(1.5\omega T_s)} \\ &= \frac{-13\,093.07 \times 3.5 \times 10^{-3}}{1 \times \cos(1.5 \times 13\,093.07 \times 10^{-4})} \\ &\approx 119.6140 \, \Omega \end{aligned}$$

忽略考虑计算中是取有限小数的造成的误差, X_{eq1} 与 X_{eq2} 叠加后为 0, 即虚拟电抗为 0, LCL 滤波器谐振参数不受有源阻尼的影响, 也就是说当采用有源阻尼叠加的控制策略时, 有源阻尼法等效的虚拟阻抗只保留了虚拟阻尼电阻。

代入式 (18) 验证: